

Reference 1 cited on page 2 of the Description (Partial English Translation)

Fig. 1 is a schematic view showing a LN (LiNbO_3) modulator that has developed this time. The LN modulator has a configuration comprising two functional sections integrated. The former section constitutes a sideband generation part having a structure having four phase modulators disposed in parallel. The latter section constitutes a sideband suppression part comprising asymmetrically crossing wave guides and a MZ-type optical gate.

The function of the former section will be described. Sine wave modulation is applied to four phase modulators, with the phase difference between the two paired phase modulators set at π and the phase difference between each paired phase modulators set at $\pi/2$. The consequent output waveforms are represented by the following formulae:

$$(\varphi(t), \varphi(t)+\pi, \varphi(t)+\pi/2, \varphi(t)+3\pi/2)$$

$$f_1(t) = AJ_1(m_f)\cos(\omega_c+\omega_m)t - AJ_3(m_f)\cos(\omega_c-3\omega_m)t \quad \dots (1)$$

$$f_2(t) = AJ_{-1}(m_f)\cos(\omega_c-\omega_m)t - AJ_3(m_f)\cos(\omega_c+3\omega_m)t \quad \dots (2)$$

Formulae (1) and (2) a sum state and a difference state, respectively, in which ω_c stands for the optical carrier angular frequency and ω_m for the RF modulation wave angular frequency. That is to say, there can be obtained an output having the input optical carrier frequency-shifted by the modulation waves.

The concept thereof is as shown in Fig. 2 that shows the modulation spectrum at each port, in which the horizontal axis stands for the frequency and the vertical axis for the field intensity. The modulation spectrum at Point A will be described. For the sake of easy explanation, all frequency components are shown at the same intensity. The J_0 component at the center is the fundamental wave component determined by the light source wavelength, and high harmonic wave components when applying modulation appear in the plus and minus directions. A spectrum at Point B is a modulation spectrum when applying a signal having a RF phase shifted by π in comparison with the signal at Port 1. When Points A and B are synthesized, the components with inverse phases are cancelled out and high harmonic components are suppressed, resulting in the state at Point E. This state shows a spectrum obtained using dual electrode type intensity modulator, and J_1 and J_{-1} can be obtained with J_0 suppressed as at Points E and F.

After Points A to D are synthesized, the sum and difference are separated to obtain outputs at Points G and H. When the optical gate disposed at the side of Point H is turned off, the output is that only at the side of Point G and becomes a carrier-suppression type SSB signal.

次世代通信のためのLiNbO₃光SSB変調器

住友大阪セメント(株) 下津 臣一
郵政省 井筒 雅之

はじめに

近年の通信需要の高まりとともに、光通信システムおよびデバイスの研究開発が精力的に行われている。この中に用いられるLiNbO₃ (LN) 変調器は、広帯域な波長特性および周波数特性を併せ持つことを特徴としており、10Gb/s以上の超高速波長多重 (WDM) システムの中に広く用いられている。最新の発表では、20Gb/s、160波で、3.2 Tb/sの伝送実験⁽¹⁾が発表されるまで、波長の高密度化が進んでいる。なおこのとき、ファイバンプ (EDFA) は、従来のCバンド帯のみでなく、新たに開拓されたLバンド帯も波長帯域全域を用いている。このように、広いと考えられていた光の波長帯域も不足するまでに利用度が上がってきている。

従来からマイクロ波領域で採用されているSSB技術は、送信電力の削減、チャンネル当たりの帯域抑制上有用な技術で、この技術を光領域に適応したものが、光SSB変調器である。しかし、従来技術⁽²⁾では、RFと光の位相調整が困難なこともあり、十分な特性を持ったデバイスの研究は進んでいなかった。この問題に対し、我々は、マイクロ波の遅延補正回路の採用、非対称交差導波路によるモード分離を行う、など複数の機能エレメントを集積化させることによって、高いデバイス性能を得る

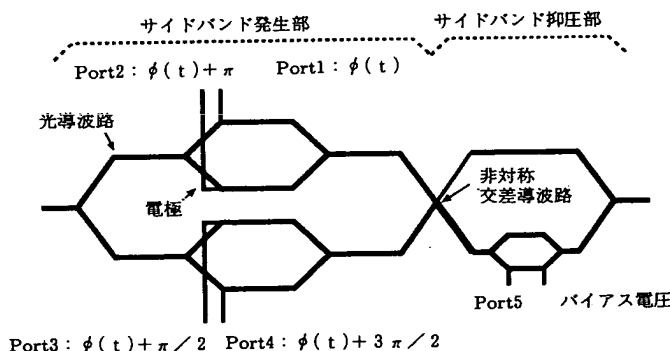


図1 光SSB変調器概念図

ことができた。

今回提案している構造⁽³⁾⁽⁴⁾は、メインキャリアを抑圧し、かつ片側波帯を抑圧することができ、他のSSB波発生の手法と比較しても、より送信電力が低く、より狭帯域な動作が可能である。この光SSB技術は、従来から研究されているアナログ領域のみならず、デジタル波長多重領域においても有用性が注目されている。

1. 原理

従来、光SSB発生として用いられていた方法は、二電極型強度変調器の2本の位相変調器に位相差を付けた変調信号を印加する方法⁽⁵⁾⁽⁶⁾。ファイバグレーティング (FBG) などの光フィルタを用いて所望の成分のみ切り出す方法があった。二電極型強度変調器を用いた場合は、変調曲線のピーク位置を

用いて基本波を抑圧するか、90°の位相差を付けて片側波帯のみを抑圧することはできるが、基本波成分か片側波帯の1つの変調成分しか抑圧することができない。波長フィルタを用いた場合、狭帯域性が限界となるため、高調波成分は、10GHz以上の間隔が必要で、これ以下の周波数では、十分なキャリア抑圧を得ることは難しい。これに対し、今回採用した方法は、基本波成分と片側波帯の両方を抑圧でき、かつ任意の変調周波数を選択することができる。

図1に今回開発したLN変調器の概念図を示す⁽⁷⁾⁽⁸⁾。LN変調器は、2つの機能部が集積された構造になっている。前段は、サイドバンド発生部で、4本の位相変調器が並列に配置された構造になっている。後段は、サイドバンド抑圧部で、非対称交差導波路とMZ型光ゲートによって構成されている。

まず、前段の機能を説明する。4本の位相変調器に、それぞれ位相差が π となる2組のペアと各ペア間が $\pi/2$ となる位相差を加えた正弦波変調を印加すると、出力波形は次式で表される。

$$(\phi(t), \phi(t)+\pi, \phi(t)+\pi/2, \phi(t)+3\pi/2)$$

$$f_1(t) = A J_1(m_f) \cos(\omega_c + \omega_m)t - A J_3(m_f) \cos(\omega_c - 3\omega_m)t \quad \dots(1)$$

$$f_2(t) = A J_{-1}(m_f) \cos(\omega_c - \omega_m)t - A J_{-3}(m_f) \cos(\omega_c + 3\omega_m)t \quad \dots(2)$$

(1)式と(2)式は、それぞれ、和と差の状態を表す。ここで、 ω_c は光キャリア角周波数、 ω_m はRF変調波の角周波数を表す。つまり、入力した光のキャリア周波数が、変調波によって周波数シフトされた出力が得られる。

この概念を記載したのが、図2であ

る。図中に示しているものは、各ポートの変調スペクトルで、横軸は周波数、縦軸は電界強度を示す。A点における変調スペクトルについて説明する。ここでは説明のため、各周波数成分は、すべて同じ強度で示している。中心の J_0 成分は光源波長で決まる基本波成分を示し、プラス方向とマイナス方向に変調印加時の高調波成分が現れる。B点は、ポート1に比べRF位相が π シフトした信号が印加された変調スペクトルで、A点とB点の合成時に、逆相となる成分がそれぞれ相殺され、高調波成分が抑圧され、E点の状態になる。この状態が二電極型強度変調器を用いた場合のスペクトルで、E、F点のように J_0 を抑圧し J_1 と J_{-1} を得ることができる。

更に、A～D点を合成した後、非対称差導波路において、和と差の分離

がされ、G点とH点の出力が得られる。H点側に配置されている光ゲートでOFF状態にすると、G点側のみの出力となり、キャリア抑圧型のSSB信号となる。

2. デバイス製作

デバイスは、ZカットLNに一般的なTi拡散法によって光導波路を形成し、上部にコプレナ構造のマイクロ波パターンを形成した⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。電極長は、前段の位相変調部が約20mm長で、後段の光ゲート部が約15mmとなっている。光帯域は全ての電極において20GHz以上が得られている。DCでの動作電圧は、位相変調部が9.3V、光ゲート部が12.2Vで、DC電圧の調整による光損失は、9.9dBだった。

RFの遅延補正を行うため、RFコネクタは一般的に用いられている、Kコネクタ、3.5mmコネクタ等より、狭ピッチの配置が可能なGPOコネクタを用いた。また、内部に蛇行部を設け、遅延補正を図っている。

3. SSB変調実験

実験系を図3および写真1に示す。実験は10GHzの正弦波信号を用いて行った。信号発生器の出力は3つのRF方向性結合器によって4分割され、それぞれの信号ラインに配置したRF位相シフタとRFアッテネータによって位相と振幅を最適に調整した。LN変調器直前のRF変調振幅は10.0Vp-pであっ

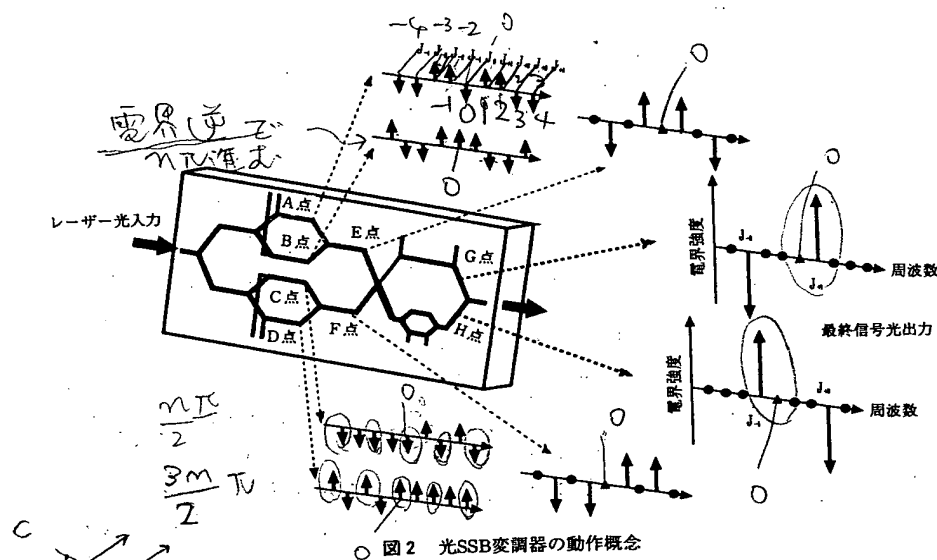


図2 光SSB変調器の動作概念

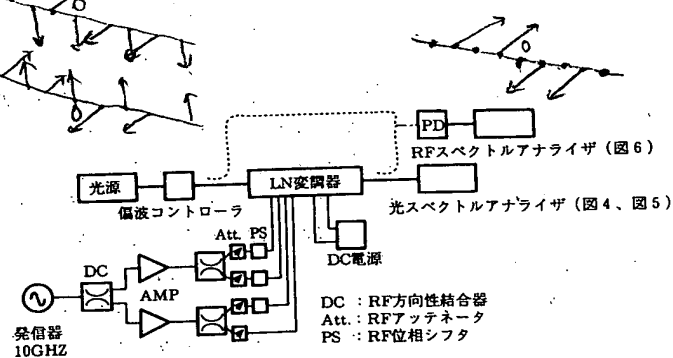


図3 光SSB変調実験系

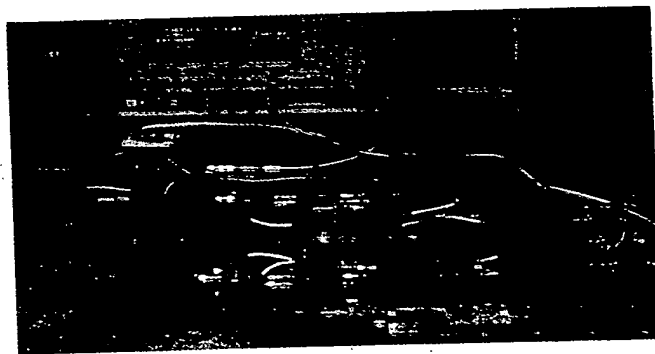


写真1 光SSB実験系

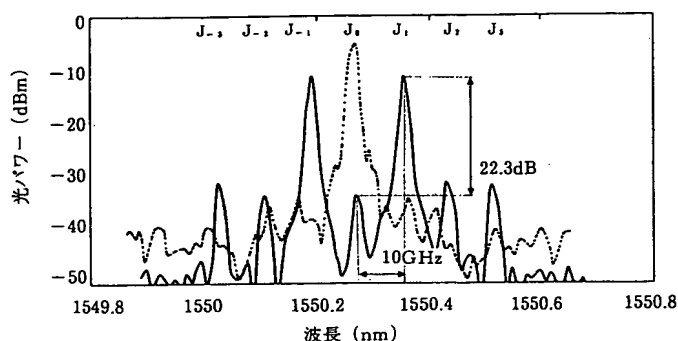


図4 サイドバンド発生時の光スペクトラム (点線: 入射光スペクトル 実線: サイドバンド発生時)

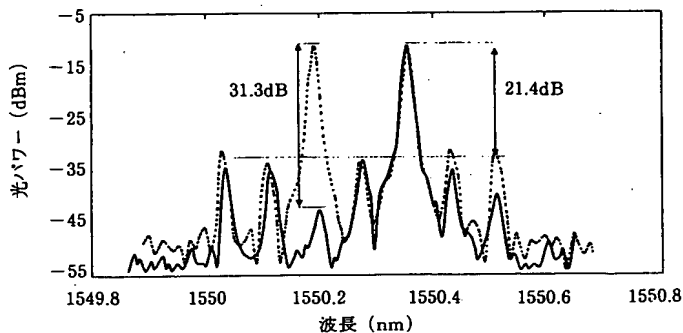


図5 光SSB変調時の光スペクトル (点線: サブキャリア発生時 実線: サイドバンド抑圧時)

た。LN変調器内部には、RF遅延補正回路を組み込んでいるため、RF信号の位相調整は、変調器の入力端において調整することができた。各ポートの出力側からは、光の位相調整のためのDC電圧を印加している。光変調信号は光スペクトラムアナライザによって測定した。図4に入射光がRF変調信号によって和と差の出力が得られている状態を示す。ここでは、後段の光ゲートはON状態になっている。この状態は、二電極型強度変調器と同じ駆動状態となっており、図2のE、F点位置と同等である。中心部の点線で示す入射光が変調周波数10GHzシフトしていることがわかる。ここで実線のスペクトルは J_{-1} と J_{+3} と J_1 と J_{-3} のペアが、同一面上に現れている。 J_1 ピークから見たメインキャリアの抑圧は22.3dBが得られた。この状態がキャリア抑圧DSB変調を示している。 J_0 、 J_{+2} は残留する強度変調成分と思われる。

図5は、光ゲートをOFF状態にした場合の出力信号を示している。点線は光ゲートON状態を示しており、この状態で光ゲートの電圧のみを変え、 J_{-1} ピークが最小になった時、実線の状態が得られた。 J_1 、 J_{-3} のペアは、ほぼ影響を受けず、 J_{-1} と J_3 の成分が減衰していることがわかる。ここで、 J_1 ピークから見た他のモードの抑圧比は21.4dBであった。この状態がキャリア抑圧SSB変調を示す。

このように本構造では、後段の非対称交差導波路において、和と差のモー

ド分離を行い、光ゲートのON-OFFのみで、キャリア抑圧型の両側波帯変調 (DSBSC)、片側波帯変調 (SSBSC) など複数の変調信号を得ることができる。

マイクロ波同様、キャリア抑圧を行った変調信号は、そのままでは復調できない。このため、キャリアを再度合波し変調信号を取り出すを試みた。この様子を図6に示す。キャリア光は、LN変調器入力前に入力光をファイバカップラにより分波した。点線はキャリア光を合波しない状態で、実線はキャリア光を合波した状態を示す。点線のピークは、実線に比べ20dB以下となっている。これは、1%以下の寄生強度変調によるものと思われる。

4. 考察

(1) 光波長領域の有効利用

実際の応用例を図7に示す。従来のWDMシステムは、波長域で観察した

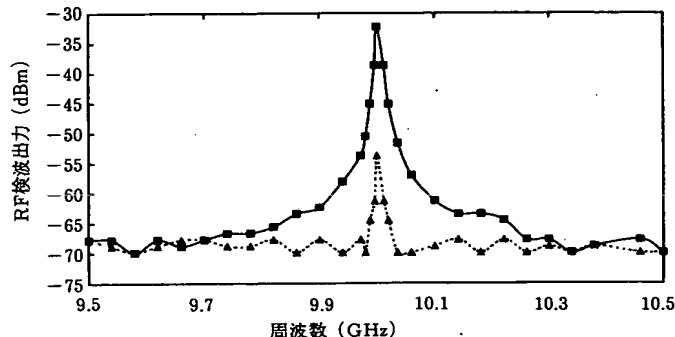


図6 光SSB信号の検波出力 (点線: ローカル光なし 実線: ローカル光あり)

変調スペクトルにおいて、光源波長で決まるキャリア成分を中心に、両側に変調成分が側波帯として存在する。このため、近接チャンネルの側波帯が干渉しない間隔で波長設定を行う必要がある。現状の波長多重システムで採用されている0.8nm間隔は、周波数軸では、100GHz間隔であるため、40Gb/sの場合、高調波の変調成分が近接チャンネルに干渉する恐れがある。更に高密度な波長多重での、0.4nm (50GHz) 間隔では、光SSBを用いない場合、近接チャンネル間の干渉もあり伝送することは困難と思われる。しかし、光SSB変調器を用いて、片側波帯を抑圧すれば、近接波長間隔を密にすることが可能となる。

(2) 検波上の問題

今回の実験採用した構造では、完全にキャリアを抑圧したため、信号の検波にヘテロダイン技術が必要となった。これに対して、無線等で用いられている、残留キャリア信号を採用すること

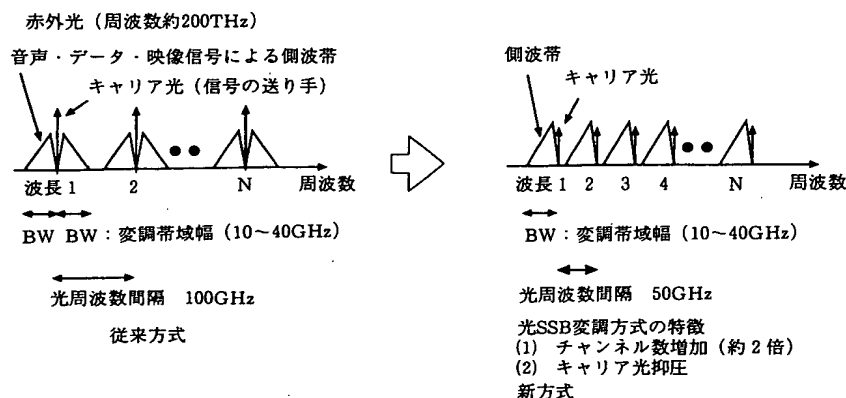


図7 光SSB伝送方式による有効な周波数利用

も可能である。この場合、検波時のローカル波合成の操作は必要なくなるため、系が簡素化される。

具体的には、キャリア成分を変調器へ入力部において分離し、出力側で合波する手法を取り、検波前にEDFAと、光フィルタ等を用いるなどして、キャリアと信号の比率を任意に調節できる。

(3) 変調器機能の選択

今回のデバイスの動作時の光損失は、17.1dBであった。この内訳は、伝搬損失、入出射ファイバの結合部のモード変換損失が、約10dB、ベッセル関数の基本波 (J_0) から、一次項 (J_1) への変換損失が約5dB、動作電圧の不足等による調整不足が、約2dBと見積もった。

変調器の機能を選択することで、動作電圧の低減、低挿入損失化も可能である。デジタル変調のスペクトル操作、周波数シフトで用いる場合、4つの位相変調器からなる前段のみでのデバイス構成をとることができる。この時の損失は原理損通りで、伝搬損約5dB、ベッセル関数の変換損約5dBのトータル10dBのデバイスが得られる。

5. 応用分野

使用例としては多くの用途が考えられる。分岐状態のまま2出力として取り出せば、2つのキャリアを同時に取り出すことができる。また、各キャリア

に強度変調、位相変調などの別々に印加し再度合波することも可能である。G点側の成分が不要な場合、合波後を直線導波路にし、奇モードを放射させることも可能である。

デジタル長距離幹線系において、光SSB技術を用いれば、従来の半分以下の帯域幅で伝送可能となるため、2倍以上チャンネル数の増加が期待できる。また、長距離伝送時の大きな問題であるファイバ中の非線形効果も、キャリアを抑圧することから、チャンネルあたりの光パワーを大幅に抑圧することができ、特性の改善が見込まれる。ただし、デジタル広帯域信号に対しては、印加変調信号の位相調整等において困難が予想されるため、更なるデバイスの改善が必要と思われる。

また、無線通信等のアナログ領域では、光サブキャリア伝送用のキャリア発生用に用いることができ、kHz~数10GHzまで自由なキャリア周波数間隔のアレンジが可能になる。

その他、波長シフトとして用いれば複数の波長を一括して波長変換する波長ルーティングとしての機能も期待でき、多くの応用分野への適用が考えられる。

今回採用した構造は、広範囲な用途に用いることができるように配慮し、すべての機能を盛り込んだため、動作電圧が高く、挿入損失も低減が難しい。しかし、用途を限定し最適構造を選択

した場合、動作電圧と挿入損失の低減も可能である。例えば、デジタル応用、周波数シフトとして用いる場合、前段のみで機能が得られるので、非対称交差導波路以降は不要になる。このため、位相変調器部の電極長をのばすことができ、光導波路も簡単な構造となるため、本報告に用いた構造と比較すると、低動作電圧化、低挿入損失化が可能になる。

<参考文献>

- (1) T.Ito, K.Fukuchi, Y.Inada, T.Tsuzaki, M.Harumoto, M.Kakui, and K.Fujii, "3.2Tb/s-1500km WDM transmission experiment using 64nm hybrid repeater amplifiers", OFC2000, PD-24
- (2) H.Ogawa, D.Polifko, and S.Banba, "Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication", IEEE Trans. Micro. Theo. Tech. Vol.40, pp2285-2293, 1992
- (3) 下津、及川、斉藤、川西、井筒、"集積型LN位相変調器による光サブキャリア発生"、信学会2000春期大会、C-3-20
- (4) S.Shimotsu, S.Oikawa, T.Saitou, N.Mitsugi, K.Kubodera, T.Kawanishi, and M.Izutsu, "LiNbO₃ optical single-sideband modulator", OFC2000, PD-16
- (5) D.Novak, A.Nirmalathas, C.Lim, R.Waterhouse, and G.Smith, "Microwave and millimeter-wave photonic technologies for future fiber-radio communication systems", CPT2000, Ta-5, pp53-56, 2000
- (6) Y.Miyamoto, A.Hirano, K.Yonenaga, A.Sano, H.Toba, K.Murata, and O.Mitomi, "320Gbit/s (8×40Gbit/s) WDM transmission over 367-km zero-dispersion-flattened line with 120-km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero pulse format", Technical digest of Optical Amplifier and Their Applications, PDP4-1, June, 1999
- (7) M.Izutsu, S.Shikama, and T.Sueta, "Integrated optical SSB modulator/frequency shifter", IEEE J.Quantum. Electron. Vol.QE-17, No.11, pp2225-2227, Nov.1981.
- (8) M.Izutsu, A.Enokihara, and T.Sueta, "Optical-waveguide hybrid coupler", Optics Lett., Vol.7, No.11, pp549-551, 1982
- (9) K.Noguchi, O.Mitomi, and H.Miyazawa, "Millimeter-wave Ti:LiNbO₃ optical modulators", IEEE J.Lightwave Technol., Vol.16, No.4, pp615-619, 1998
- (10) 下津、及川、斉藤、川村、萩原、笑輪、"LiNbO₃導波路型超高速変調器の特性"、IEICE, OCS-95-61, pp25-30, 1995